

簡易な交代通信方式の耐マルチパス特性

李 勅・宮 垣 嘉 也

岡山理科大学工学部情報工学科

(1994年9月30日 受理)

1. ま え が き

高速デジタル移動無線における選択性フェージングの対抗策として、等化器、多値伝送、誤り訂正符号、ダイバーシティ技術、周波数ホッピング、マルチキャリア伝送などがあるが、送受信機構成の複雑化、伝送効率の低下、高コストなどの問題がある。これらに対し、若干の送受信機の複雑化を許容するだけですむ対抗策として耐マルチパス変復調方式があり^{1)~7)}、その一つとして交代通信方式⁸⁾がある。

交代通信方式の基本原理は、マルチパス遅延波による干渉を排除するために、同一の情報に対して異なる信号を交代に用いて、同一信号の連続送出を避ける点にある。従って、この方法では、遅延の大小によらず高い直交性を有する一群のデジタル信号を用いる必要がある。これは例えば長い直交系列信号群を用いることによって実現できるが、それは広帯域化と複雑な構成を必要とする。

この論文では、直接波からの遅延広がり τ が1信号周期以内、すなわち、図1(a), (b)に例示するような遅延プロフィール（遅延電力密度 $p(\tau)$ [watt/s] が、 $\tau < 0$, $\tau > T$ において0）の選択性フェージングに対抗できる、狭帯域でかつ簡易な構成の交代通信方式をめぐり、次の3種類の交代通信方式を提案し、その耐マルチパス特性を検討する。

- ① 3周波交代 FSK 変調方式（3交代 FSK, Commutation 3 FSK）
- ② オンーオフキッキング FSK 変調方式（OOKFSK）
- ③ 4状態 OOKFSK 変調方式（4S-OOKFSK）

このことは、従来あまり考察されなかったことであり、簡易な交代通信方式の耐マルチパス特性について一つの検討を加えるとともに、具体的な実現への基礎的な知見を与える。

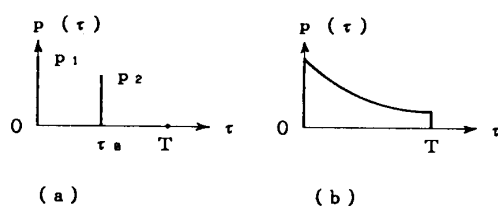


図1 マルチパス遅延プロフィールの例
(a)2波モデル (b)連続分布モデル

方式上検討すべき事項はいろいろあるが, BER 特性そのものが良好でなければ実用上検討の余地がないので, この論文はまず BER 特性を定量的に正確に明らかにすることをめざしている。

以下, 2. でこれらの方式の原理を述べ, 3. で BER の統一的な理論計算の方法を述べ, 4. で具体的な数値結果を示し, さらに, 5. で帯域幅と誤り伝搬について考察を加える。

2. 簡易な交代通信方式

2.1 3 交代 FSK

従来の 2 周波 FSK に対して, 図 2(a)のように f_0 , f_1 , f_2 の 3 周波を用い, 図 2(b)のように遷移によって 2 進情報による FSK 変調を行うものである。この遷移によって, 同一周波数の連続送出を避けるようになっている。この方式を非同期整合フィルタ検波する時

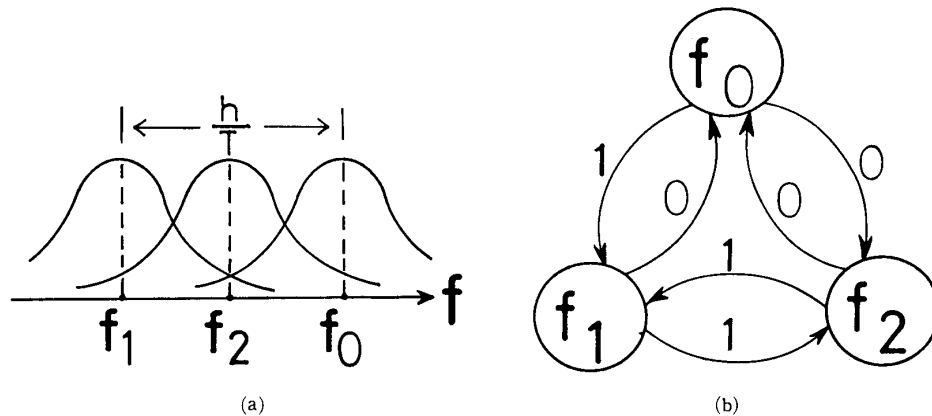


図2 3交代 FSK 方式のスペクトルの概念図と遷移図
(a)スペクトル (b)遷移図

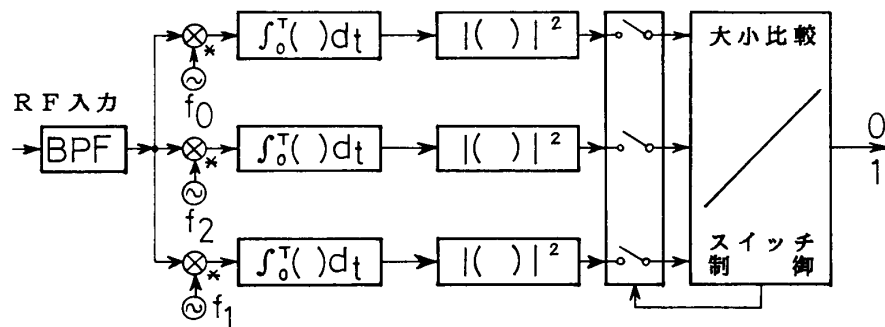


図3 3交代 FSK 方式の非同期検波の構成

表1 3交代 FSK 方式において 0 を送信時の可能な干渉パターン

パターン	先行信号	現信号	誤り信号
①	f_2	f_0	f_1
②	f_0	f_2	f_1
③	f_1	f_0	f_2

のシステム構成を図3に示す。局部発振器は周波数通減のためのもので、議論の本質と関係ない。復調は、判定帰還情報に基づいた2周波FSK検波を行う。例えば、先行の判定が f_1 であると、現行は f_0 か f_2 かの判定を行う。通信路は、情報0, 1に関して対称なので、情報0に関する復調誤りパターンを分類すると表1のようになる。表中の3つの送信パターンの事前確率は等しく $1/6$ である。

2.2 OOKFSK

図4のように従来通り2周波を用い、2.1の f_2 の代わりに信号のオフ状態（オフ状態は、任意の遅延において、任意の信号と直交する唯一の決定論的な信号である）を用いるものである。その結果、3交代FSKに比べて2周波信号間のスペクトル干渉も小さくなる。復調は、判定帰還情報に導かれた2周波FSK検波または可変スレシヨルドOOK検波を選択的に行う（図5）。例えば、先行の判定は f_1 であると、現行は f_0 についてonかoffかの判定を行い、また、先行の判定がoffならば、 f_0 と f_1 に対するFSK検波を行う。この場合、OOK検波の識別スレシヨルドレベルは、検波過程において最新のon判定時のレベルに基づいて設定される。従って、可変スレシヨルドとなっている。2.1と同様に2元対称通信路なので、情報0に関する復調誤りパターンのみを示すと表2になる。現信号および誤り信号の欄における（ ）内の周波数は検波出力フィルタを示している。3つのパターンの事前確率は等しく $1/6$ である。

2.3 4S-OOKFSK

上記2つの交代通信方式が3つの状態をとるのに対し、本方式では少し複雑になるが、次の4つの状態をとり、図6のように遷移する。

状態 (f_0) : 周波数 f_0 を送出した

状態 (f_1) : 周波数 f_1 を送出した

状態 (off_0) : 周波数 f_0 を送出以後に off を送出した

状態 (off_1) : 周波数 f_1 を送出以後に off を送出した

これにより、“ f_0 と f_1 のどちらか”という受信判定はしないようになっている。すなわち、OOK検波のみが行われる。この方式を非同期整合フィルタ検波する時のシステム構成は図5と同じである。復調は、先行判定を帰還するOOK検波による。すなわち、判定がoffならばスイッチはそのままの状態を保ち、onならば切り替えられる。OOK検波の識別スレシヨルドレベルは、2.2におけると同様、過去最新のon判定時のレベルに基づいて設定され、やはり可変スレシヨルドとなっている。出力2進情報は、off判定の時は先行情報と同じものを出力し、on判定時は反転したものを出力する。さて、この場合も2元対称通信路となり、情報0に関する復調誤りパターンのみを表3に示す。これら4つのパターンの事前確率は等しく $1/8$ である。表中で、先行信号のoffは、②が off_0 、④が off_1 の場合であり、また、現信号および誤り信号の欄における（ ）内の周波数は検波出力フィルタを示している。

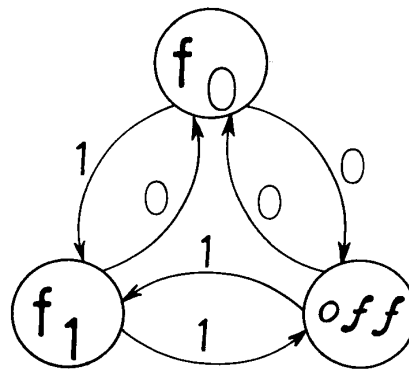


図4 OOKFSK 方式の遷移図

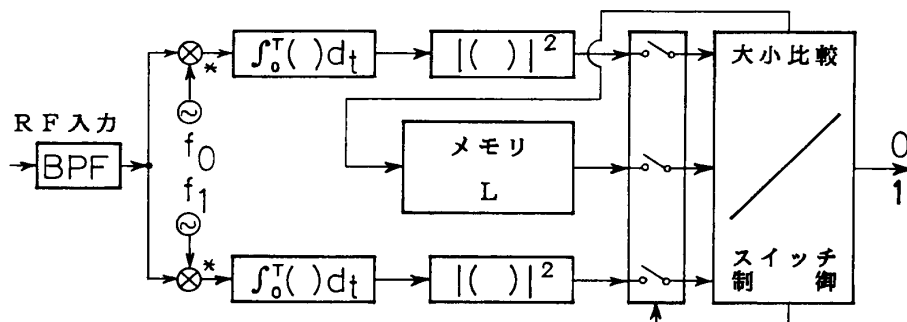


図5 OOKFSK 方式の非同期検波の構成

表2 OOKFSK 方式において0を送信時の可能な干渉パターン

パターン	先行信号	現信号	誤り信号
①	off	f_0	f_1
②	f_0	off (f_1)	on (f_1)
③	f_1	on (f_0)	off (f_0)

なお、この方式の変調は、例えば、図7のようにダイコード符号器と電圧制御発信器(VCO)を用いて構成できる。

3. BER の理論計算

2. で述べた各方式に対する BER 特性は、Bello と Nelin^{9),10)}によって与えられた方法で求めることができる。計算の詳細は文献(8)にゆずることとして、ここでは、解析の条件とすじ道およびこの論文で対象としている交代通信方式それぞれに対する必要な関数を示す。

前述の交代通信方式では、各信号区間ごとに2周波 FSK 検波または OOK 検波のいずれかを行っているので、情報の判定は次の量 q の正、負によって決まる。

$$q = |u_a|^2 - b|u_\beta|^2 \quad (1)$$

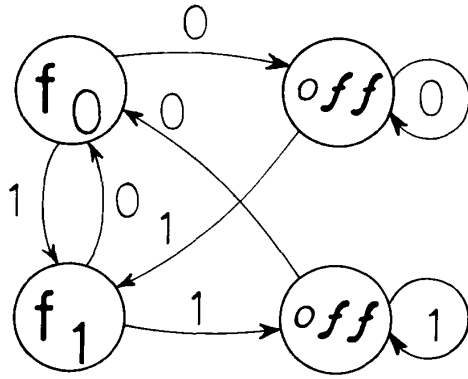


図6 4 S-OOKFSK 方式の遷移図

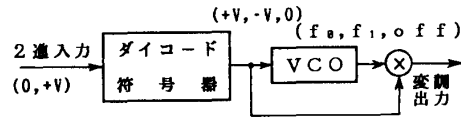


図7 4 S-OOKFSK 方式の変調器の構成

表3 4 S-OOKFSK 方式において0を送信時の可能な干渉パターン

パターン	先行信号	現信号	誤り信号
①	f_0	off (f_1)	on (f_1)
②	off	off (f_1)	on (f_1)
③	f_1	on (f_0)	off (f_0)
④	off	on (f_0)	off (f_0)

ここで、2周波FSK検波の場合は、 $b=1$ で、 $|u_a|^2$ は正信号周波のフィルタの出力、 $|u_b|^2$ は誤り信号周波のフィルタの出力である。また、OOK検波の場合は、 b は $0 < b < 1$ の適当な値に設定され、 $|u_a|^2$ は実際のフィルタ出力である。OOK検波の場合の $|u_b|^2$ について、少し注意深い説明が必要である。これは、OOK判定の可変スレシールドレベルを与えるための、雑音の無い信号のみの強度である。この値は、実際のシステムでは、図5に示したようにメモリ内に記憶された同一信号（同一ISIパターン）のもとでの過去最新のon判定時の現実の出力値を用いればよい。そのようにしても、選択性フェージング通信路の時間不変性（仮定）によって理論解析モデルと一致すると共に、時間変動がある場合でも、高速伝送ゆえに過去最新のon判定時点が現時点から相関時間内にあるので、本論の解析結果が適用できる。ただし、実際のシステムでは、上述のように設定されたスレシールド値は雑音を含むが、平均SN比が大きければその影響は無視できる。

次に、通信路の条件を述べる。この論文で仮定するマルチパス通信路は時間的に不変であり、そのインパルス応答を $h(t)$ 、そのフーリエ変換を $H(f)$ とすると、 $H(f)$ が周波数 f に対して複素ガウス過程をなすものとする。その周波数相関関数は、1. で述べた遅延プロフィール $p(\tau)$ のフーリエ変換によって与えられる。この時、 $h(t)$ は複素ガウス変数であり、また、相加雑音として白色ガウス雑音を仮定すると、結局、 u_a 、 u_b は複素ガウス変数となる。

q が正、負となる確率 $\text{Prob}(q > 0)$ 、 $\text{Prob}(q < 0)$ は、もっと一般的に複素ガウス変数

のエルミート形式に対して既に与えられており、それを適用するとそれぞれ次式のようになる^{9),10)}。

$$\text{Prob}(q > 0) = \left(\frac{\gamma+1}{\gamma+2}\right)^M \sum_{i=0}^{M-1} {}^{M-1+i}C_i \left(\frac{1}{\gamma+2}\right)^i \quad (2)$$

$$\text{Prob}(q < 0) = \left(\frac{1}{\gamma+2}\right)^M \sum_{i=0}^{M-1} {}^{M-1+i}C_i \left(\frac{\gamma+1}{\gamma+2}\right)^i \quad (3)$$

で与えられる。 ${}_nC_r$ は 2 項係数、 M は $|u|^2$ の線形和をとる検波後ダイバーシティの多重度であり、

$$\gamma = \frac{2(\tilde{m}_{\alpha\alpha} - b\tilde{m}_{\beta\beta})}{\sqrt{(\tilde{m}_{\alpha\alpha} - b\tilde{m}_{\beta\beta})^2 + 4b(\tilde{m}_{\alpha\alpha}\tilde{m}_{\beta\beta} - |\tilde{m}_{\alpha\beta}|^2)} - (\tilde{m}_{\alpha\alpha} - b\tilde{m}_{\beta\beta})} \quad (4)$$

である。ただし、 \tilde{m}_{AB} は

$$\tilde{m}_{AB} = \rho \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) \tilde{D}_A(\tau) \tilde{D}_B^*(\tau) d\tau + \tilde{E}_{AB} \quad (A, B = \alpha, \beta) \quad (5)$$

である。ここで、 ρ は平均 CN 比であり、遅延電力密度 $p(\tau)$ は正規化されているものとする；

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) d\tau = 1 \quad (6)$$

また、 \tilde{E}_{AB} 及び $\tilde{D}_A(\tau)$ は以下によって与えられる（*は複素共役）。

$$\tilde{E}_{AB} = \int_0^T S_A(t) S_B^*(t) dt \quad (A, B = \alpha, \beta) \quad (7)$$

ただし、OOK 判定（OOKFSK における OOK 判定時および 4 S-OOKFSK のすべて）の場合には、識別スレシヨルドのレベルの無雑音性より、 $\tilde{E}_{AB} = 0$ とする。付録の 1. に \tilde{E}_{AB} を一括して示す。次に、

$$\tilde{D}_A(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S^*(t) w(t+\tau) S_A(t+\tau) dt \quad (A = \alpha, \beta) \quad (8)$$

式(7)、(8)中の $S_A(t)$ は、送信信号の等価低減域複素信号である。帯域信号を

$$\left. \begin{aligned} s_0(t) &= \sqrt{\frac{1}{T}} \exp[j(2\pi f_0 t + \phi_0)] \\ s_1(t) &= \sqrt{\frac{1}{T}} \exp[j(2\pi f_1 t + \phi_1)] \\ s_2(t) &= \sqrt{\frac{1}{T}} \exp[j(2\pi f_2 t)] \\ s_{\text{off}}(t) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

(ただし, ϕ_0, ϕ_1 は初期位相角) とし, f_2 を中心周波数として

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= f_2 + \frac{h}{2T} \\ f_1 &= f_2 - \frac{h}{2T} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

と置くとき (h は FSK の変調指数), $S_A(t)$ は次のようになる。

$$S_0(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \exp(j\frac{\pi h}{T} t + j\phi_0) \quad (11)$$

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \exp(-j\frac{\pi h}{T} t + j\phi_1) \quad (12)$$

$$S_2(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} \quad (13)$$

$$S_{\text{off}}(t) = 0 \quad (14)$$

式(8)中の $S(t)$ は等価低域送信号列であり, $w(t)$ を $(0, T)$ における単位方形窓関数として,

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w[t - (n-1)T] S_n(t) \quad (15)$$

と書ける。ここで, $S_n(t)$ は区間 $((n-1)T, nT)$ におけるデジタル信号で, 変調に応じて 3 交代 FSK では式(11), (12), (13)の一つを, OOKFSK や 4 S-OOKFSK では式(11), (12), (14)の一つを, 各 n ごとにとる。本論文の場合, $p(\tau)$ は $0 \leq \tau \leq T$ のみを考えればよいので, 式(5)の積分は $(0, T)$ で, 式(8)の積分は $(-\tau, T-\tau)$ でそれぞれ実行される。従って, $t = T$ における整合フィルタ出力による $(0, T)$ 区間の信号検出に注目するものと仮定すると, $S(t)$ は $(-T, 0)$ と $(0, T)$ の 2 区間の信号列 (表 1, 2, 3) を考慮すればよい。付録の 2. に $\tilde{D}_A(\tau)$ を一括して示す。

なお, 上述の議論では, 簡単のためサンプルタイミングを $t = nT$ にとっているが, 通常の回路では $t = nT + t_0$ ($0 \leq t_0 < T$) に自動的に最適のサンプル位置が定まる。従って, この論文での BER の計算結果はタイミング上からは少し悪いほうに評価していることに

なる。

4. BER の数値結果と考察

以上の議論に基づき、簡易な3つの交代通信方式のマルチパス通信路における BER 特性を具体的に計算した。マルチパス通信路としては、既述のとおり時間不変の選択性フェージング通信路とし、その遅延プロファイルとして1. の図1で示したように、 $0 \leq \tau \leq T$ で遅延分布する伝搬路を仮定した。この章では、離散伝搬路の例として次の2波モデル

$$p(\tau) = p_1(\delta) + p_2\delta(\tau - \tau_0) \quad (p_1 + p_2 = 1) \quad (16)$$

を ($\delta(\tau)$ は Dirac のデルタ関数)、また、連続体伝搬路の例として指数型分布

$$p(\tau) = K \exp(-\tau/\tau_0) \quad 0 \leq \tau \leq T \quad (17)$$

を ($K^{-1} = \tau_0[1 - \exp(-T/\tau_0)]$)、それぞれ取り上げて BER の値を計算した。これらの場合、式(5)は解析的に求まるが煩雑なので数値積分によって評価した。非同期復調の BER 特性は、信号の初期位相角によってほとんど変わらないので、簡単のため $\phi_0 = \phi_1 = 0$ とした。3交代 ASK に対する BER 特性として、2波モデルの場合 ($p_1 = p_2 = 1/2$, すなわち、DU 比 = 0 dB, 以降同様) を図8(a), (b), (c)に、連続遅延分布の場合を図9(a), (b), (c)に示す。図中、比較のために通常の2周波 FSK (2FSK) の BER 値も示してある。 $h = 10$ ((a)図) では信号間の直交性により完全に ISI が排除されているが、非現実的な広帯域を必要とする。狭帯域、すなわち $h \leq 1$ では、(b)図のように特性の改善は小さいかあるいは無い。これは、FSK 波間で周波数分離度が小さい場合には、遅延があると直交性がなくなるためである。(c)図は、検波後2重ダイバーシティの場合であるが、最悪時における改善はほとんどない。

OOKFSK に対する非ダイバーシティ時の $h = 1$ における BER 特性のみを図10, 図11に示す。図10が2波モデル、図11が連続遅延分布の場合である。図の簡単さのために、通常の2FSK のグラフは併記していない。OOK 判定の時の識別スレシヨルド係数 b (式(1)) は $b = 0.8$, すなわち $L = 0.8|u_d|^2$ (図5) に設定した。これは、最悪遅延状態 ($\tau_0/T = 0.6$) における BER 値が最小となるように選ばれたものである。この方式のスペクトル干渉余裕のゆえに3交代 FSK よりも特性は良い。図10において、フェージングの選択性が弱い場合 ($\tau_0/T \leq 0.2$) において、2FSK より特性が悪いのは上記のスレシヨルド値と OOK 検波のためである。 $\tau_0 = T$ では遅延波と検波フィルタの直交性が回復して遅延波が排除されるので、 $\tau_0 = 0$ の場合より 3 dB 劣化するだけの良い特性となっている。しかし、図は示していないが、ダイバーシティと併用してもすべての τ_0 で 10^{-2} 以下になるとは限らない。

4S-OOKFSK に対する $h = 1$ における BER 特性を図12(a), (b), 図13(a), (b)に示す。図12が2波モデル、図13が連続遅延分布の場合である。この方式では、識別スレシヨルド

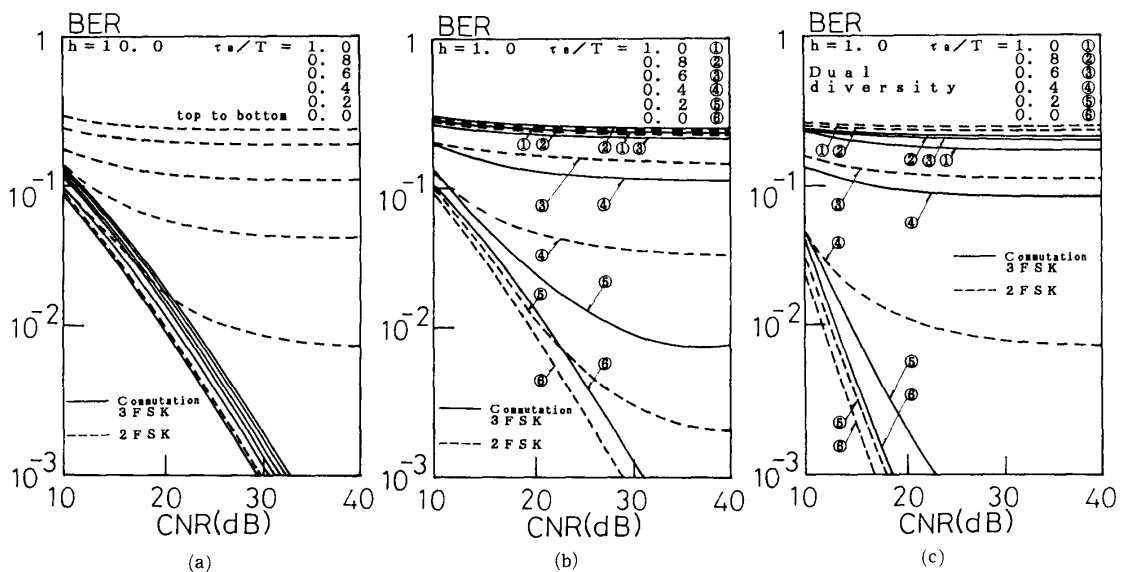


図8 2波マルチパスモデルにおける3交代FSK方式のBER特性
(a) $h=10$ (b) $h=1$ (c) 2重ダイバーシティ, $h=1$

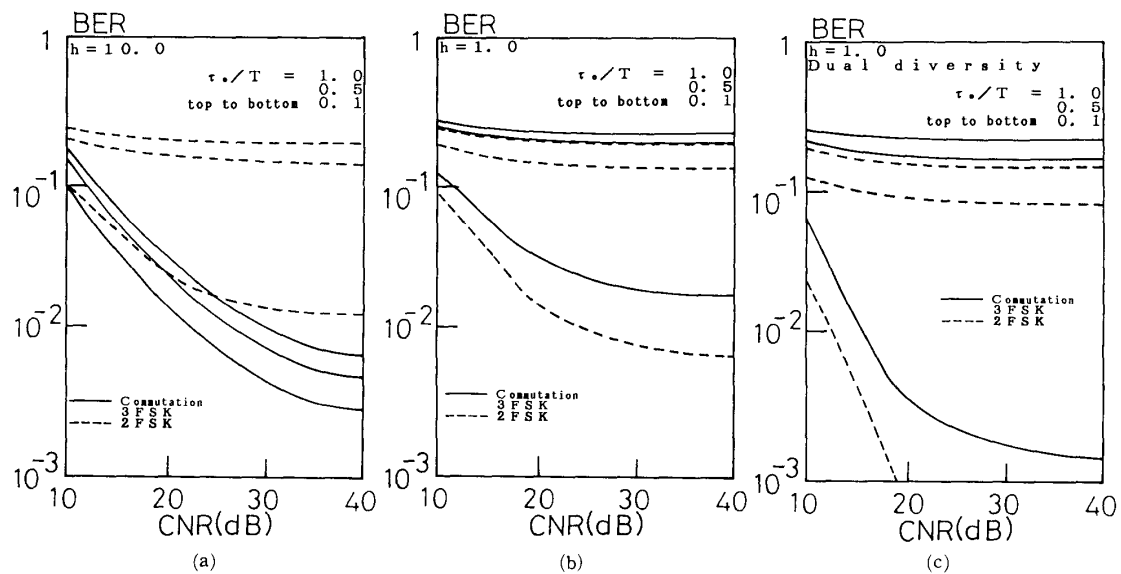


図9 連続分布マルチパスモデルにおける3交代FSK方式のBER特性
(a) $h=10$ (b) $h=1$ (c) 2重ダイバーシティ, $h=1$

係数 b は、状態に応じて2種類の値が用いられるものとした。すなわち、先行信号が on の時は $b=0.8$ 、すなわち $L_1=0.8|u_B|^2$ に、先行信号が off の時は $b=0.25$ 、すなわち $L_2=0.25|u_B|^2$ に設定する(図5)。OOKFSKにおいて大きな誤り率の原因の一つである2周波判定をこの方式では全く行っていないので、その分だけ誤り率がかなり改善されている。さらに、2重ダイバーシティと併用すると(図(b))、すべての τ_0 で 10^{-2} 以下の BER 値を達成することができる。

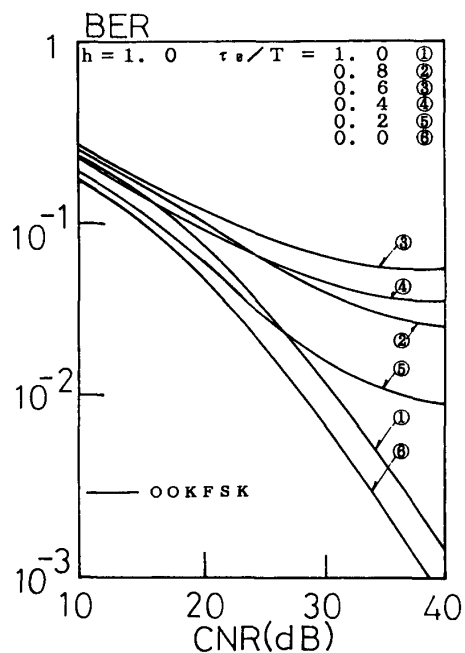


図10 2波マルチパスモデルにおける OOKFSK 方式の BER 特性
 $h=1$

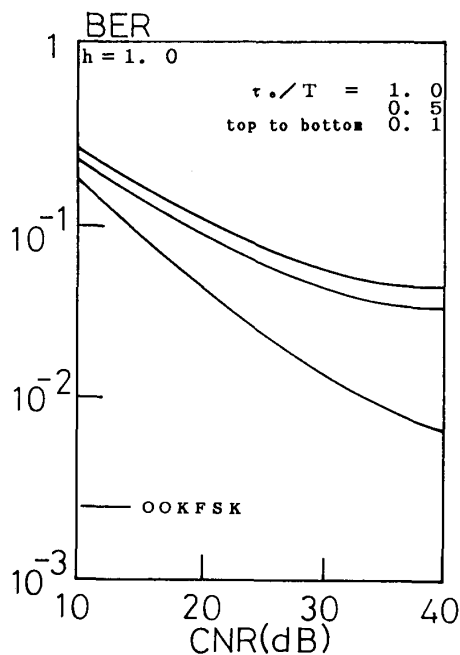


図11 連続分布マルチパスモデルにおける OOKFSK 方式の BER 特性
 $h=1$

5. 帯域幅と誤り伝搬

本章では、交代通信方式に関する2つの重要な問題点について考える。

5.1 帯域幅

この論文で記述した交代通信方式の帯域幅は、ポーレートと FSK 信号部分の変調指数 h によって決まる。図8で示した $h=10$ のような場合は極めて良い特性を与えるが、広帯

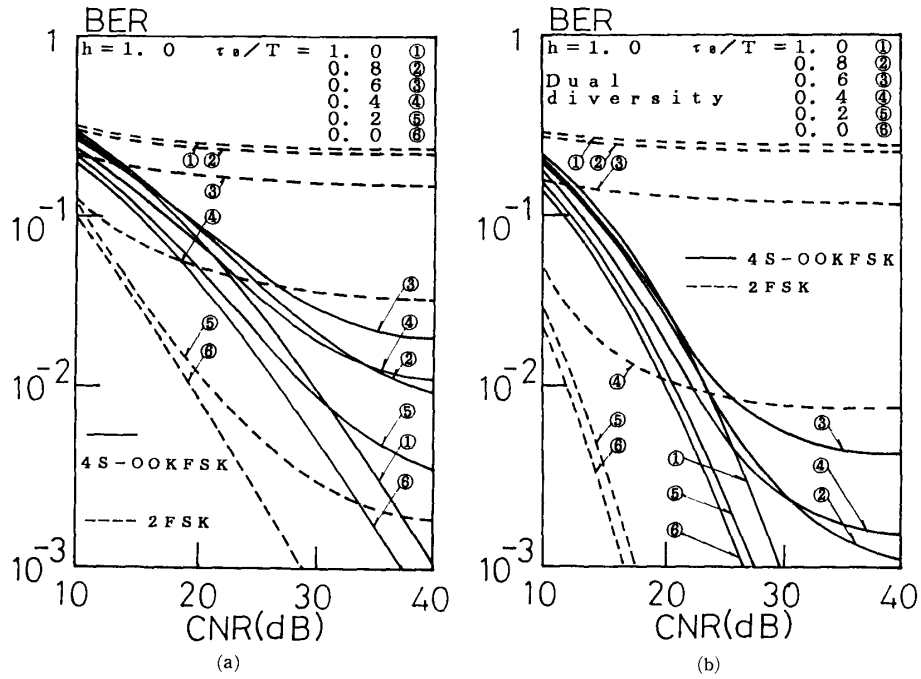


図12 2波マルチパスモデルにおける 4S-OOKFSK 方式の BER 特性
(a) $h=1$ (b)2重ダイバーシティ, $h=1$

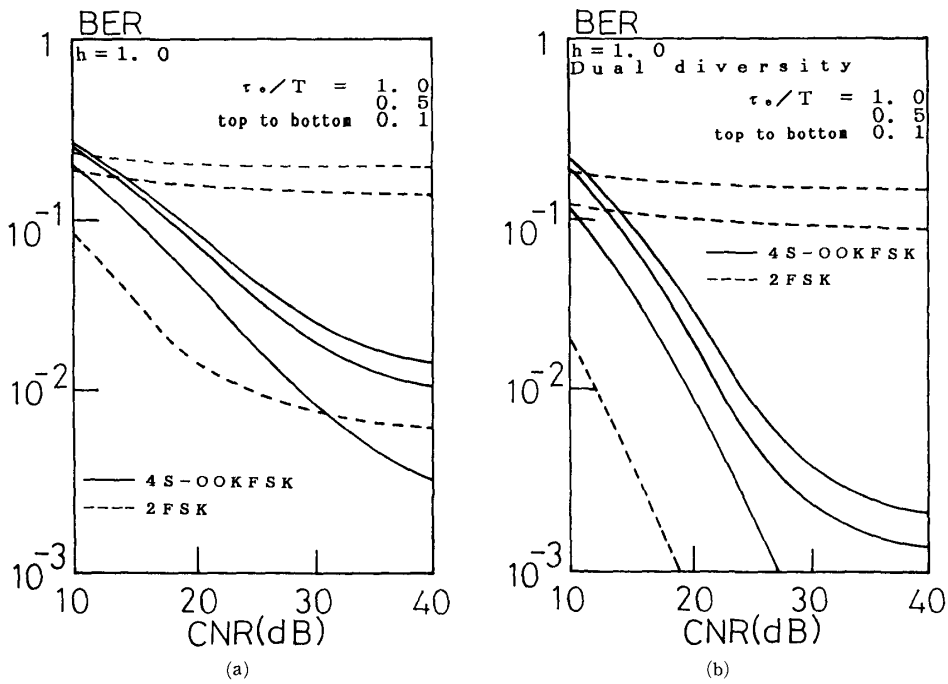


図13 連続分布マルチパスモデルにおける 4S-OOKFSK 方式の BER 特性
(a) $h=1$ (b)2重ダイバーシティ, $h=1$

域を要し非実用的である。 $h=0.5\sim 1.0$ では通常のFSKの帯域幅と等しく、この論文での主たるねらいもその点にある。交代通信方式が一種の相関信号化でもあることを考慮すると、その実効的な帯域幅は通常のFSKよりもさらに狭くなりうる。この論文では示していないが、 $h>1$ における h の増大に対する特性の改善はゆるやかである。

5.2 誤り伝搬

本論で述べた交代通信方式の検波は、判定帰還形の検波を行っているので誤り伝搬(Error Propagation)が生じる。3つの方式のうちで特性が最もよい4S-OOKFSKを取りあげて、誤り伝搬の影響について少し詳しく述べる。

5.2.1 復号化過程での回避

図7で示したダイコード符号化の復号化にともなう誤り伝搬は、次のプリコーディングによって避けることができる。すなわち、原系列(単極) $\{a_i\}$ を、 $b_i = a_i \oplus b_{i-1} = a_i + b_{i-1} \pmod{2}$ の中間系列(単極)に変換後、図7に示すダイコード化($c_i = b_i - b_{i-1}$)によって交代信号化すれば、 $c_i = a_i \pmod{2}$ なので、現時点の検波情報 c_i のみを法2で解釈すれば原系列が復号できることになる。

5.2.2 検波過程での影響

上記より、誤り伝搬は検波過程そのものの誤り伝搬に限定して考察すればよい。本論で述べたところより、現時点で生じた検波誤りは帰還されて間違ったフィルタの切り換えを生じ、その結果、さらに次の時点で検波誤りを生じるようにみえる。しかし、この方式の特徴によって、実際上は誤りは順次伝搬せず、高い確率で数時点後には正しい検波過程に自己復帰する。

例をあげて説明する(図14参照)。いま、 f_0 —フィルタの状態にあり、系列 $A = 0\ 0\ 0\ f_0$ (一般に f_0 の前の0の長さは任意でよい)が送信されたものとし、最初の0(オフ)の判定をオン(f_0 信号あり)として、フィルタが f_1 —フィルタへ切り換えられたとする。その後は検波誤りが無いものと仮定する(最後の f_0 信号に対しては周波数弁別によりオフとなる)と、 A に対する検波結果 $\hat{A} = f_0\ 0\ 0\ 0$ となり、2シンボルの検波誤りに帰する。すなわち、オフ(0)はどちらのフィルタで検波しても同じだからである。さらに重要なことは、 A 系列が正しく終了した後と、 \hat{A} 系列後のフィルタはともに f_1 —フィルタの状態で一致するということである(図14(a))。もし、オフの途中(例えば3番目)で f_1 —フィルタで誤りが生じ、オン(f_1 —信号あり)と判定したときは、フィルタは正しい f_0 —フィルタに切り換えられ、検波系列は $\hat{A} = f_0\ 0\ f_0\ f_1$ となり、やはり2シンボル誤りに帰する(図14(b))。従って、問題は、系列 A の f_0 の時点で f_1 —フィルタがオフと判定せずオンと判定して f_0 —フィルタに切り換わった場合であり、この場合は、2シンボルの誤り($\hat{A} = f_0\ 0\ 0\ f_1$)になるとともに、検波フィルタの間違い状態は続き(図14(c))、上述と同様の過程が繰り返される。このような確率はあまり高くはないが無視できない。

以上より誤り伝搬の影響は、強いマルチパス下で2倍またはそれよりやや大きい倍率で

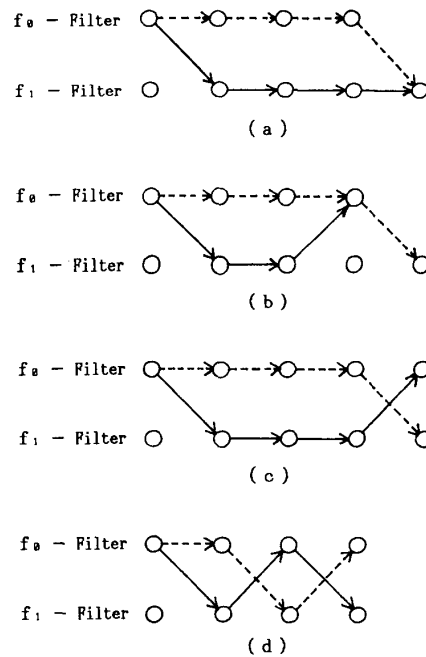


図14 検波過程における誤り伝搬の説明図

— → : 正しいパス, ———→ : 間違ったパス

誤り率を増大させるが、自己復帰することがわかった。

5. 2. 3 対策の一例

正しいフィルタへの復帰を強制的に行う一方式として、以下の対策 (Counter Measure) が考えられる。即ち、2つのフィルタの出力がともに低い方のスレシヨルド値 (4. の L_2) 以下の場合を検出すると、この場合は、非常に高い確率で送信信号はオフであると判定でき、従って、このオフ直後のタイムスロットは前時点の遅延波による符号間干渉を受けないので、判定帰還を用いずに2つのフィルタ出力から“ f_0 -オン”または“ f_1 -オン”または“オフ”の場合を決定し、新たなフィルタ状態の出発点とする方式である (ただし、“オフ”の場合は、前記過程を繰り返す)。この方式では、図14(d)のように2つのオン状態が交互に連続する部分の誤りに対しては無効なので、改善効果は限られたものとなる。

$p_1 = p_2 = 1/2$ 、すなわち、DU 比 = 0 dB の2波モデルに対して、4 S-OOKFSK の検波過程をコンピュータシミュレーションして得た誤り特性を図15、図16に示す。上記の考察とよく合致していることが確認された。

6. む す び

この論文では、移動体通信路のように常時マルチパス伝搬があって、その選択性フェージングによって引き起こされる、デジタル信号の符号間干渉歪によるビット誤り率特性の著しい劣化を改善するための方策の一つとしての交代通信方式について考察した。簡易でかつ比較的直交性を有するデジタル信号として FSK および OOK 信号を用いた3つの交代通信方式 (3 交代 FSK, OOKFSK, 4 S-OOKFSK) を提案し、それらのマルチパ

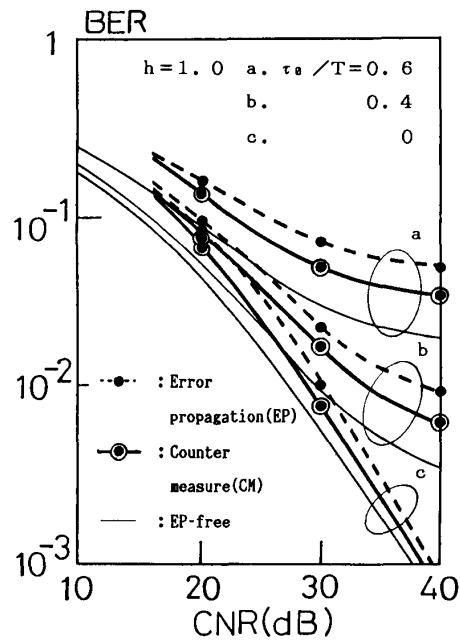


図15 コンピュータシミュレーションによる4 S-OOKFSKのBER特性(2波モデル)

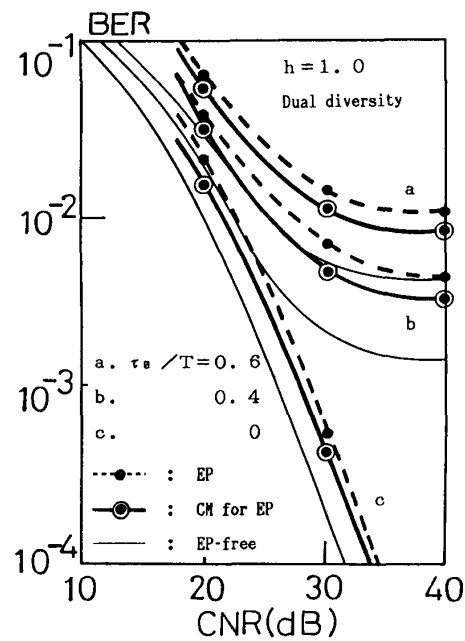


図16 コンピュータシミュレーションによる4 S-OOKFSKの2重ダイバーシティ受信時のBER特性(2波モデル)

ス通信路(2波モデル, 連続体モデル)におけるビット誤り率特性を理論解析によって明らかにした。その結果, 1信号周期以下のマルチパス遅延がある通信路においては, 4 S-OOKFSK方式は, 検波後2重ダイバーシティを併用すると 10^{-2} 以下のビット誤り率を実現できることが分かった。全般的に見て, この論文で検討した簡易な交代通信方式の耐マルチパス性能はまだ不十分であると言えるが, その特性を明確にした点で意義がある。

今後の課題として、ダイバーシティを併用しなくても低いビット誤り率を達成する簡便な交代通信方式の考案が必要である。

文 献

- 1) 吉田 進, 池上文夫, 竹内 勉: 耐多重波変復調方式について, 信学論 (B-II), J73-B-II, 11, pp. 668—674 (1990-11)
- 2) Ariyavisitakul S., Yoshida S., Ikegami F. and Takeuchi T.: A novel antimultipath modulation technique DSK, IEEE Trans. Commun., COM-35, 12, pp. 1252—1264 (Dec. 1987)
- 3) Yoshida S. and Ikegami F.: Anti-multipath modulation technique Manchester-coded PSK (MC-PSK), IEEE ICC'87 Conference Record Seattle, pp. 1371—1875 (June 1987)
- 4) Ariyavisitakul S., Yoshida S., Ikegami F., Tanaka K. and Takeuchi T.: A power-efficient linear digital modulator and its application to an anti-multipath modulation PSK-RZ scheme, Proc. IEEE Veh. Tech. Conference, Trampa, pp. 66—71 (June 1987)
- 5) 高井 均, 原田知育, 田中宏一郎: 耐多重波変調方式 SPSK の諸特性, 信学技報, SAT88-17 (1988-07)
- 6) 高井 均, 原田知育, 田中宏一郎: 耐多重波変調方式 SPSK の諸特性: 耐マルチパス変調方式 SPSK の一般化の検討 — PSK-VP の提案 —, 信学技報, CS88-21 (1988-09)
- 7) 原 晋介, 森永規彦: 可変サンプルタイミングを用いた耐周波数選択性フェーディング変調方式に関する一考案, 信学技報, SAT88-18 (1988-07)
- 8) Turin G. L.: Commutation signaling — An antimultipath technique, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, SAC-2, 4, pp. 548—562 (July 1984)
- 9) Bello P. A. and Nelin B. D.: The effect of frequency selective fading on the error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers, IEEE Trans. Commun. Syst., CS-11, pp. 170—186 (June 1963)
- 10) Bello P. A. and Nelin B. D.: Predetection diversity combining with selectively fading channels, IRE Trans. Commun. Syst., CS-10, pp. 32—42 (March 1962)

付 録

1. \tilde{E}_{AB}

本論の3. で述べられている \tilde{E}_{AB} は, 各交代通信方式 (表1, 2, 3) に対応して, 具体的にそれぞれ表A. 1のように与えられる。ただし,

$$\left. \begin{aligned} H &= \pi h \\ \text{sinc}(X) &= \frac{\sin X}{X} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A} \cdot 1)$$

である。

2. $\tilde{D}_A(\tau)$

本論の3. の式(8)で定義されている $\tilde{D}_A(\tau)$ について, この論文で仮定している遅延プロファイル (主波から1信号周期以内の遅延波のみを考慮) のもとで, すなわち $0 \leq \tau \leq T$ における $\tilde{D}_A(\tau)$ を求めると, 表1, 2, 3に対応してそれぞれ表A. 2のようになる。表A. 1と同様 sinc 関数でも表せるが, 以後の m_{AB} の計算の便宜上, 指数関数で与えておく。

表中の記号は,

$$\left. \begin{aligned}
 H &= \pi h \\
 c &= j/2H \\
 X &= \tau/T \\
 Y &= 1 - X \\
 A &= \exp(jHX) \\
 B &= \exp(jHY) \\
 \varepsilon_0 &= \exp(j\phi_0) \\
 \varepsilon_1 &= \exp(j\phi_1)
 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A} \cdot 2)$$

であり, また, *は複素数共役を意味する。

表A. 1 \tilde{E}_{AB}

(a) 3交代 FSK (Commutation 3 FSK)			
誤りパターン	$\tilde{E}_{\alpha\alpha}$	$\tilde{E}_{\beta\beta}$	$\tilde{E}_{\alpha\beta}$
①	1	1	$\text{sinc}(H) \cdot \exp(jH + j\phi_0 - j\phi_1)$
②	1	1	$\text{sinc}(H/2) \cdot \exp(jH/2 - j\phi_1)$
③	1	1	$\text{sinc}(H/2) \cdot \exp(jH/2 - j\phi_0)$
(b) OOKFSK			
誤りパターン	$\tilde{E}_{\alpha\alpha}$	$\tilde{E}_{\beta\beta}$	$\tilde{E}_{\alpha\beta}$
①	1	0	$\text{sinc}(H) \cdot \exp(jH + j\phi_0 - j\phi_1)$
②, ③	1	0	0
(c) 4 S-OOKFSK			
誤りパターン	$\tilde{E}_{\alpha\alpha}$	$\tilde{E}_{\beta\beta}$	$\tilde{E}_{\alpha\beta}$
①, ②, ③, ④	1	0	0

表A. 2 $\tilde{D}_A(\tau)$

(a) 3交代 FSK (Commutation 3 FSK)		
誤りパターン	$\tilde{D}_a(\tau)$	$\tilde{D}_\beta(\tau)$
①	$A[c\varepsilon_0(A^* - 1) + 1 - X]$	$c\varepsilon_1 A^*[2(1 - A) + \varepsilon_0^*(B^{*2} - 1)]$
②	$2c\varepsilon_0^*(1 - A) + 1 - X$	$c\varepsilon_1 A^*[\varepsilon_0^*(1 - A^2) + 2(B^* - 1)]$
③	$A[c\varepsilon_0\varepsilon_1^*(A^{*2} - 1) + 1 - X]$	$2c[\varepsilon_1^*(A^* - 1) + \varepsilon_0^*(B^* - 1)]$
(b) OOKFSK		
誤りパターン	$\tilde{D}_a(\tau)$	$\tilde{D}_\beta(\tau)$
①	YA	$c\varepsilon_0^*\varepsilon_1 A^*(B^{*2} - 1)$
②	$c\varepsilon_0^*\varepsilon_1(A^* - A)$	$\tilde{D}_a(\tau) + (1 - X)A^*$
③	$c(A^* - A) + \varepsilon_0\varepsilon_1^*(1 - X)A$	$\tilde{D}_a(\tau)$
(c) 4 S-OOKFSK		
誤りパターン	$\tilde{D}_a(\tau)$	$\tilde{D}_\beta(\tau)$
①	$c\varepsilon_0^*\varepsilon_1(A^* - A)$	$\tilde{D}_a(\tau) + (1 - X)A^* \triangleq F(\tau)$
②	0	$(1 - X)A^*$
③	$[F(\tau)]^*$	$\tilde{D}_a(\tau)$
④	$(1 - X)A$	$\tilde{D}_a(\tau)$

Antimultipath Characteristics of Simple Commutation Signaling Systems

Qing LEE and Yoshiya MIYAGAKI

Faculty of Engineering,

Okayama University of Science,

Ridai-cho 1-1, Okayama 700, Japan

(Received September 30, 1994)

Bit error rates (BER) on high speed digital transmission in portable and mobile radios tremendously increase due to the intersymbol interference caused by multipath propagation, so called, the selective fading. An antimultipath modulation technique is one of the important strategies against selective fading and the commutation signaling is included in this category.

This paper proposes three simple commutation signaling systems using FSK and OOK and theoretically analyses their BER characteristics on multipath channels. An example of best result is that the four-state OOKFSK system with a dual diversity can reach BER less than 10^{-2} for any delay spread within one symbol period in Rayleigh fading channel.